# RAZzies

## Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer




## December 2020

Met in dit nummer:
- Hoogfrequent ervaring
- Kerstpuzzel
- 40m SSB transceiver
- Opa Vonk: regeneratieve ontvangers
- Lineaire 13.8V 20A voeding
- PA3CNO's blog

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg
PA3CNO
pa3cno@pi4raz.nl

Eindredactie:

Robert de Kok
PA2RDK
pa2rdk@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

## Van de redactie

En toen was het alweer december. Wat een jaar hebben we achter de rug. Zo'n beetje vanaf maart hebben we geen afdelingsbijeenkomsten meer gehad. Natuurlijk hebben we onze zeer actieve WhatsApp groep en het repeaterrondje op PI3RAZ, maar we missen het bij elkaar komen, meegebrachte knutsels bewonderen, van het ene naar het andere groepje discussiërende medeamateurs lopen om de laatste ontwikkelingen mee te pikken: dat is toch anders dan een repeaterrondje of een WhatsApp bericht. Van wat we gehoord hebben heeft de Minigolfclub van de gelegenheid gebruik gemaakt om het clubhuis te verbouwen, dus als we straks weer bij elkaar mogen komen, hebben we in elk geval een opgeknapt clubhuis.

Aangezien er geen bijeenkomsten zijn en verder ook geen bijzonderheden zijn, is de rubriek Afdelingsnieuws deze maand geskipt. Melden dat er niets te melden valt is zonde van de ruimte en de energie. Misschien is er volgende maand (jaar!) iets te melden.

Door een van onze lezers werd ik er op gewezen dat de grondslag van Opa's betoog over baluns vorige maand gelegen was in een artikel dat oorspronkelijk geschreven was door W7EL; dat was vanwege de slechte kopie die ik op internet gevonden had over het hoofd gezien. Rest me iedereen fijne feestdagen toe te wensen!

---

## Hoogfrequent ervaring

**Chris Oostdijck, PA0OKC**

Bart PA3HEA had mij weer eens enthousiast gemaakt voor het bouwen van een magnetische loop met een automatische besturing. Ik had het idee dat met een arduino te doen en een motor met vertraging. De sturing wordt dan gerealiseerd met een L298N Motor driver module. Ali producten dus.

Ik begon met de bouw van een SWR brug. Deze had ik al meer gebouwd, dus dat zou geen probleem meer moeten opleveren. Normaal zet ik de N-connectoren direct op het metaal van de kast van de SWR brug, maar door luiheid (weer een groot gat boren) had ik deze op de achterkant gezet. Zie de foto bovenaan de volgende bladzijde. Het is ook niet zo service vriendelijk als er iets mee is (je moet dan de hele boel slopen). Dus je krijgt als het ware een kast in een kast. Lekker HF dicht dus.

Ik kan wel zeggen dat ik behoorlijk wat hoogfrequent bouwervaring heb. Maar toen de zaak draaide en ik zat te meten, merkte ik toch steeds dat er wat meer reflecties waren als de brug er tussen zat. Maar goed, ik liet het even zo. Ik ben opgevoed (HI) met alles stap voor stap te testen dus ik deed dat nu weer. Alles draaide nu, maar ik had er geen vrede mee dat er

toch wat RF terugkwam als mijn besturingskast er tussen zat.  Ik pakte een eerder gebouwde SWR brug die precies hetzelfde is en stopte deze ertussen in plaats van de automatische besturingskast. En ja hoor, niks geen reflectie meer. Ik vond dit vreemd en ging dus verder op zoek naar wat het nu was.

Nadat ik deze brug er tussen had gezet had ik geen reflecties meer. Nou, dat gaf me toch weer even een vermoeden. Niet dat je erg veel reflectie hebt waar je van wakker moet liggen maar toch, jullie kennen me. Ja ja, ik heb de N- connectoren verplaatst en direct op het metaal van de meetbrug gezet. En daarna geen reflectie meer. Zo zie je, een simpel dingetje maar toch even nadenken. Die boutjes waar ik op hoopte en dacht dat gaat toch ook wel werken voor wat betreft de massaverbinding. Hoogfrequent he, het is een vak apart.



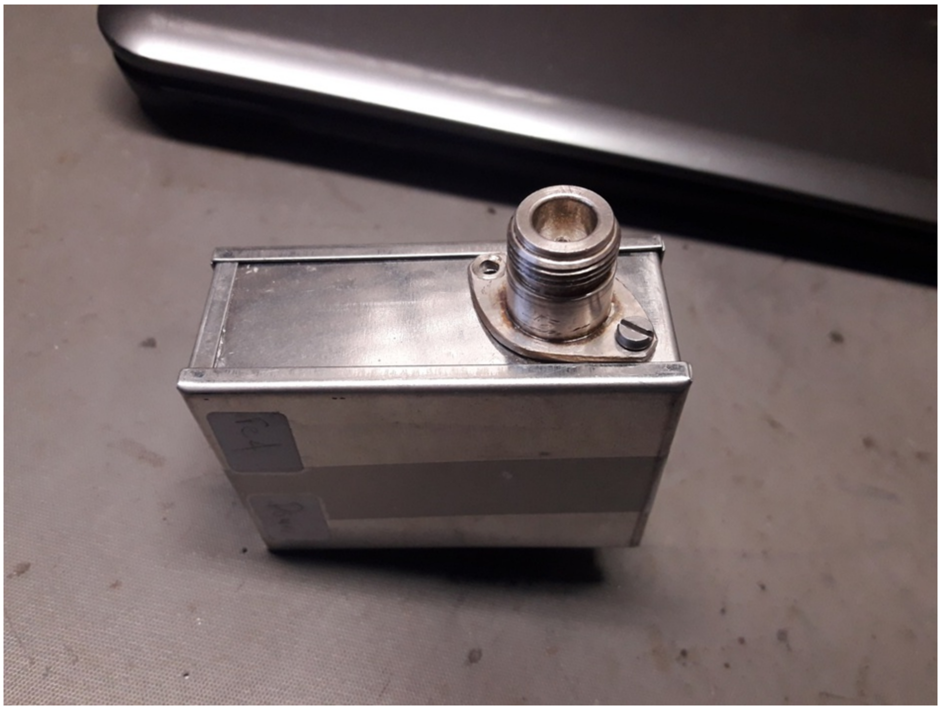
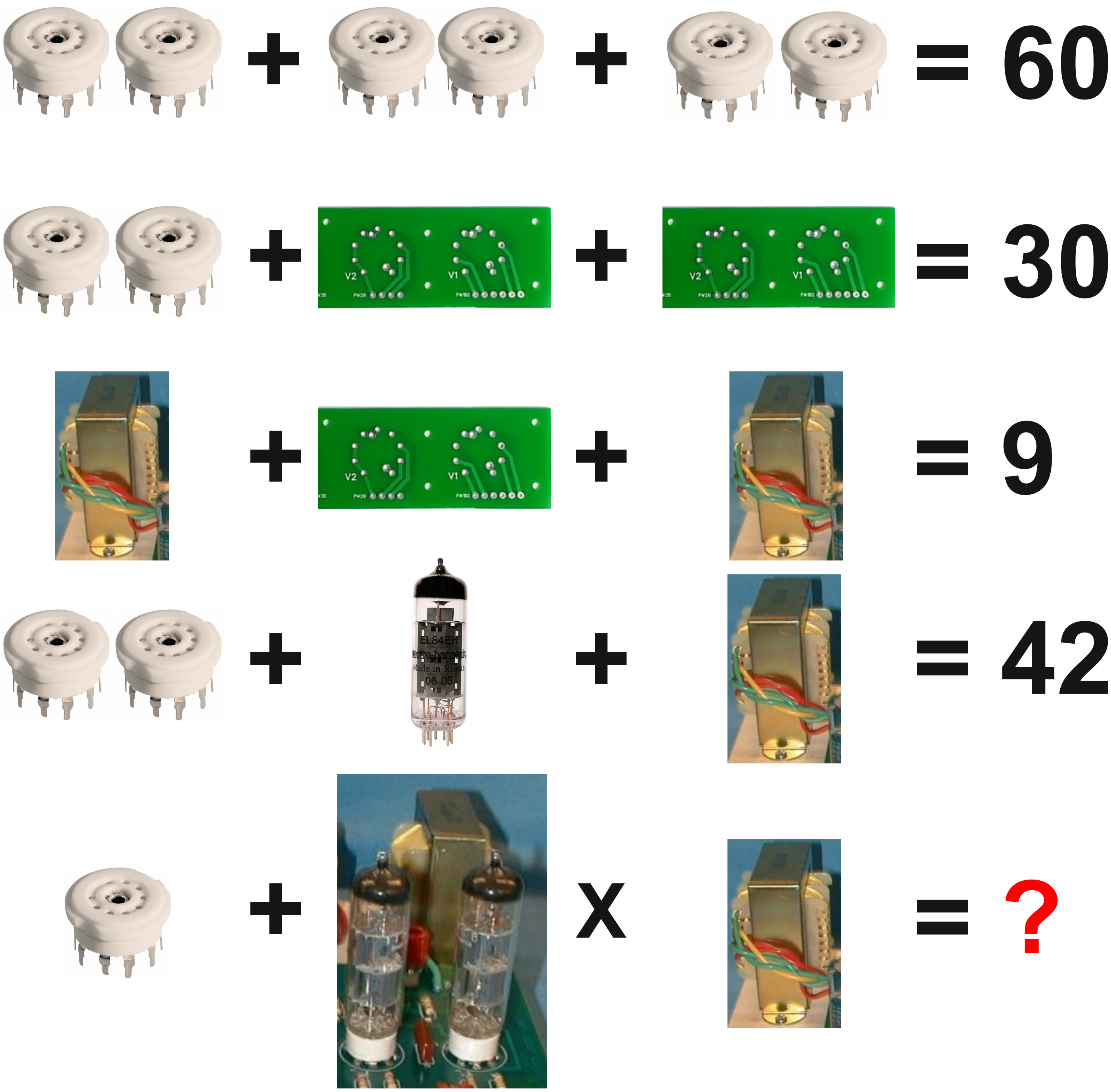


**Foto rechts: de eerder gebouwde losse SWR meetbrug**

## Kerstpuzzel 2020

Het is toch weer gelukt om dit jaar weer een interessante kerstpuzzel te maken. Je vindt 'm op de volgende bladzijde. Wat is de bedoeling: je ziet een aantal onderdelen die een bepaald getal vertegenwoordigen. Hoeveel, dat kan je afleiden uit de vergelijkingen. Los de vergelijkingen op en je vindt voor elk onderdeel een getal. Uiteindelijk vul je alle getallen in in de laatste vergelijking en als je geen fouten hebt gemaakt, rolt daar een getal uit. Dat getal is de oplossing en die kan je sturen naar info@pi4raz.nl. Zoals elk jaar verloten we onder 3 goede inzenders een cadeaubon. Veel succes met de puzzel!

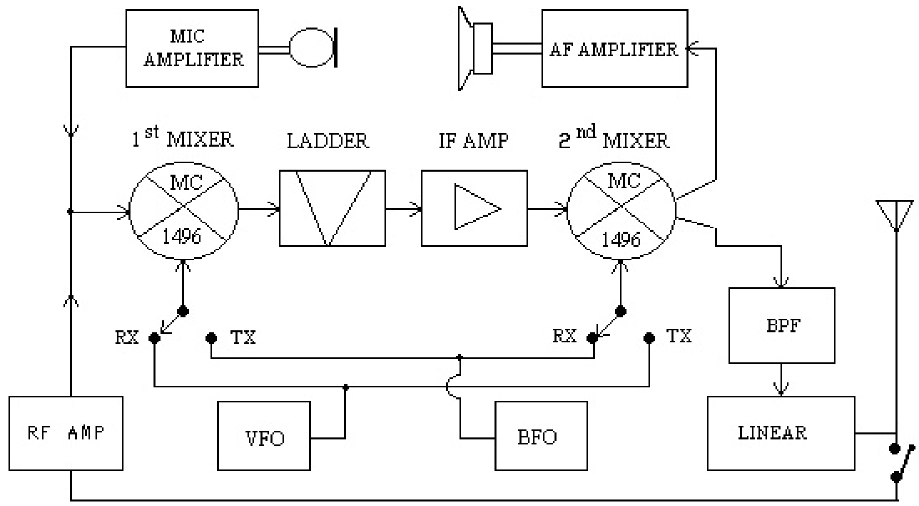




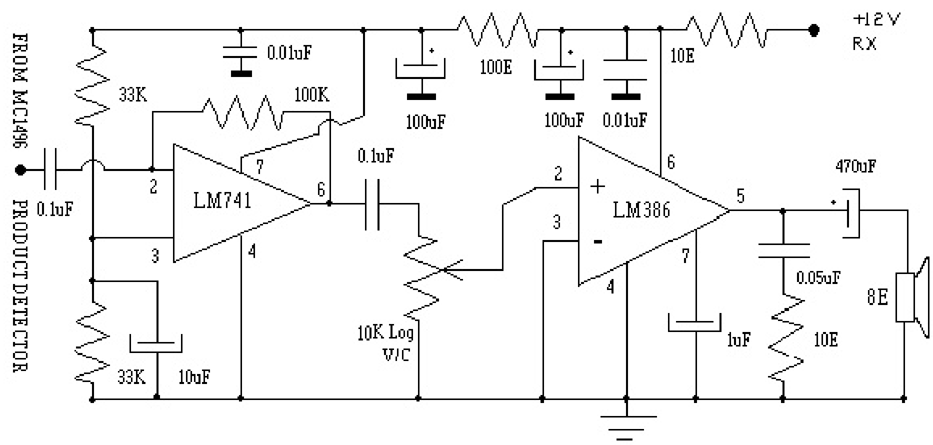
+ + = 60
+ + = 30
+ + = 9
+ + = 42
+ x = ?

# 40m SSB transceiver

Er zijn natuurlijk al vaker ontwerpen van transceivers besproken, en in grote lijnen zijn die altijd wel een beetje hetzelfde. Dat leer je ook tijdens de studie voor je F-licentie: je hebt al of niet een HF versterker, een mixer, een local oscillator, een middenfrequentstrip, dan de demodulator en de LF versterker. De andere kant op heb je de microfoon, weer een mixer, een filter die er een zijband afhaalt, dan mengen naar de zendfrequentie en vervolgens vermogen gaan maken. De uitvoering verschilt nogal eens, maar het principe is meestal gelijk, zie het blokschema rechtsboven.




**Figuur 1 - Blokschema**




**Figuur 2 - de LF versterker**

Wat dit ontwerp leuk maakt, is dat het opgebouwd is in blokken - dezelfde blokken die je ook terugvindt in het blokschema. En als je de blokken in de juiste volgorde bouwt, kan je de transceiver stap voor stap testen zodat je niet aan het eind met een bak onderdelen zit die het niet doen. Dezelfde methode gebruikten we jaren geleden al bij de bouw van de Bitx20. Laten we nog even naar die volgorde kijken.

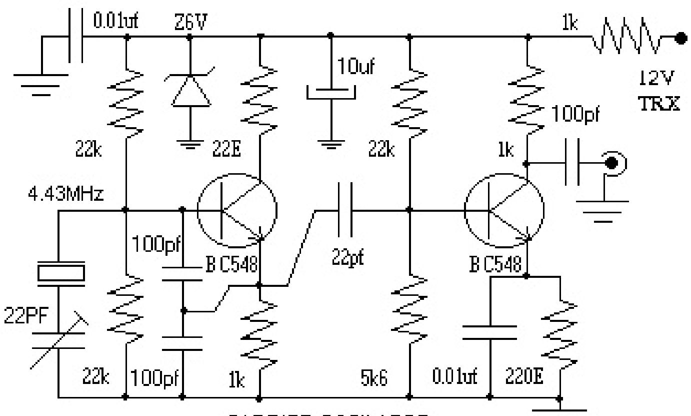
Begin met de LF versterker (AF amplifier in het blokschema). Zo'n versterker is doorgaans makkelijk te testen door je vinger op de ingang te houden waardoor elke versterker flink zal brommen.

Het schema van de LF versterker staat hierboven. Er wordt gebruik gemaakt van de bekende LM741 als voorversterker, en de LM386 als eindversterker. De LM386 is ontworpen om te werken op voedingsspanningen tussen de 4V en 15V (het -4 type althans). De ruststroom is ongeveer 4 mA. Zijn ingangsimpedantie is 50kΩ. Zijn uitgang stelt zich automatisch in op de halve voedingsspanning. Het maximale uitgangsvermogen voor de -4 versie is 1W, wat voldoende lawaai geeft om comfortabel te kunnen luisteren. De versterking van de LM386 is instelbaar tussen 26 dB en 46 dB afhankelijk van de aanwezigheid van een condensator tussen pin 1 en 8. In deze schakeling is de LM386 ingesteld op een versterking van 26 dB.

De LM741 is een heel populaire OpAmp. Er bestaan heel wat uitvoeringen van de 741 zoals

de LM741, AM741, CA741 en de µA741 die op de markt verkrijgbaar zijn. OpAmps hebben twee ingangen. Bij de 741 is pin 2 de inverterende ingang en pin 3 de niet-inverterende ingang. De voedingsspanning mag tussen de 5 en 18V liggen. De ingangs-impedantie is 200kΩ. Hier is de OpAmp geconfigureerd als inverterende versterker. Zijn versterking kan aangepast worden door de waarde van de weerstand tussen pin 2 en pin 6 te veranderen.

Heb je brom uit je LF versterker, dan is het tijd om de Carrier Oscillator te bouwen, in het schema heel verwarrend ook op sommige plekken BFO genoemd.

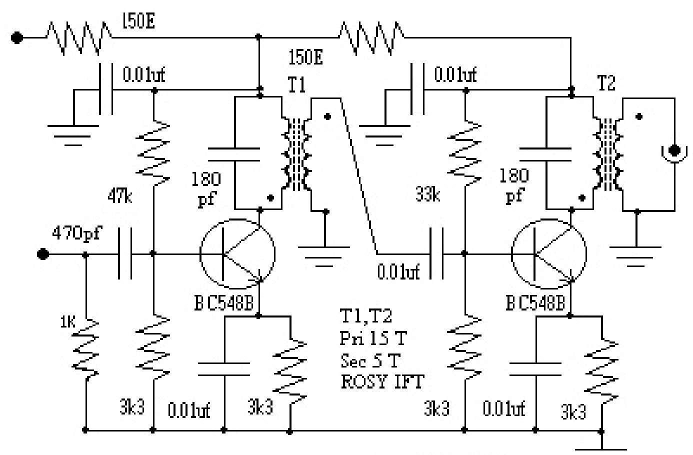


CARRIER OSCILATOR

Zo'n Carrier Oscillator vervult twee functies: bij ontvangst mengt hij met het MiddenFrequent (MF) signaal zodat het originele laagfrequent signaal weer terug gewonnen wordt, en bij zenden wordt dit signaal gemoduleerd met het signaal uit de microfoonversterker zodat een dubbelzijband signaal ontstaat dat richting het ladderfilter kan om daar uiteindelijk tot enkelzijband signaal omgevormd te worden.

De schakeling is betrekkelijk eenvoudig: de Carrier oscillator is een kristaloscillator die uitgerust is met twee BC548 transistoren. Er zitten geen spoelen of afgestemde schakelingen in. De eerste BC548 wordt gebruikt als oscillator en de tweede BC548 wordt gebruikt als buffer. De frequentie van de carrier oscillator wordt 1.5 kHz boven de centrale (MF) frequentie van het ladderfilter gezet. De frequentie van de carrier oscillator kan verstemd worden met de trimmer die in serie staat met het kristal. De metalen behuizing van het kristal dient aan massa gelegd te worden voor betere frequentie stabiliteit. Heb je geen scoop om te controleren of de oscillator werkt, dan heb je vast wel ergens een ontvanger die op 4,43MHz af te stemmen is. Hoor je daar een draaggolf met een stukje draad aan de uitgang van de carrier oscillator, dan werkt deze correct.

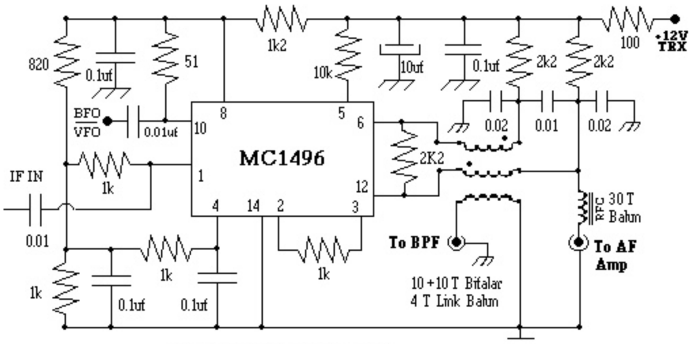
Door naar de MF versterker, zie het schema hieronder. Ook hier wordt gebruik gemaakt van een tweetal algemeen verkrijgbare transistoren van het type BC548B. Voor de noodzakelijke filtering worden verbouwde 10,7MHz MF transformatoren toegepast. Aangezien de basis van



4.43 Mhz IF AMP

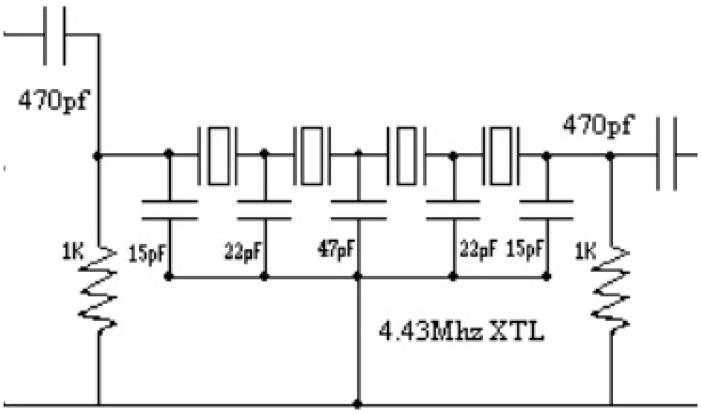
dit ontwerp in India ligt, zaten in het originele ontwerp ROSY MF-transformatoren, maar die zijn hier niet verkrijgbaar. Ik zou Toko trafo's gebruiken en dan met een externe condensator de resonantiefrequentie op 4,43MHz brengen. Afregelen is eenvoudig als je de carrier oscillator al hebt gebouwd: die sluit je aan op de MF versterker en regel deze af op maximaal uitgangssignaal. Ik heb ook even zitten rekenen aan een FT37-43 met 15 windingen primair en 5 secundair: dan heb je ongeveer 13pF nodig om de boel in resonantie te krijgen, dus met b.v. een 22pF trimmer. Dit vereist dus wat experimenteerwerk maar dat maakt het bouwen van een transceiver juist leuk.

Door naar de volgende module: een van de twee mixers uit het blokdiagram. Voor de mixers wordt gebruik gemaakt van een dubbelgebalan-



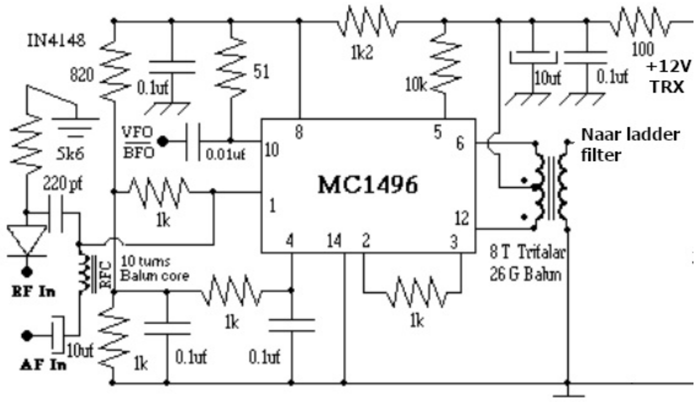
MIXER / PRODUCT DETECTOR

ceerde mixer van het type MC1496. Deze IC's zijn voor een habbekrats te koop bij AliExpress en voldoen prima in dit ontwerp. De uitgangstransformator wordt gewikkeld op een varkensneus: 10 windingen bifilair voor de gebalanceerde uitgang aan de pinnen 6 en 12, en 4 windingen voor de aansluiting die het signaal in de stand Zenden naar het banddoorlaatfilter stuurt. De LF uitgang wordt van het MF signaal ontdaan door een smoorspoel die gemaakt wordt met 30 windingen op eveneens een varkensneus. Sluit je nu de Carrier Oscillator aan op de BFO ingang (pin 10), de MF versterker op de IF in (pin 1) en de LF uitgang op de LF versterker die je inmiddels gebouwd hebt, dan heb je het ontvangerdeel al voor een groot deel gereed. Biedt je een 4,43MHz signaal aan op de MF versterker, dan zou je een fluittoon moeten horen in de luidspreker.



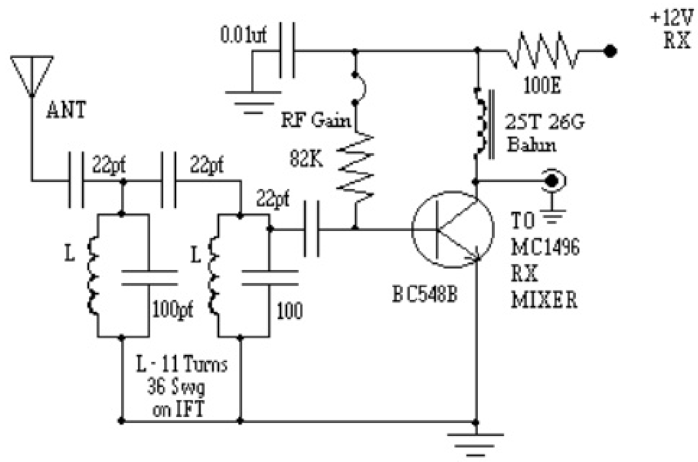
LADDER FILTER

Een van de belangrijkste attributen in dit soort transceivers is het ladderfilter, dat je hierboven ziet. Dit filter wordt gemaakt met goedkope 4,43MHz kristallen. Koop een zak van die dingen en zoek er 4 uit die in frequentie het dichtst bij elkaar liggen. De bandbreedte van het filter wordt bepaald door de condensatoren naar massa, en wordt voor SSB meestal berekend op een breedte van 2,7kHz. Het filter vervult voor zowel zenden als ontvangen een belangrijke functie: bij zenden wordt de ongewenste zijband van het DZB (dubbelzijband) signaal dat uit de mixer komt, uit het signaal verwijderd, zodat alleen de gewenste zijband overblijft. En bij ontvangst bepaalt het filter de selectiviteit van de ontvanger (de mate waarin een ontvanger ongewenste signalen tegen kan houden). En waar worden die ongewenste signalen dan door veroorzaakt? Deels is dat alles in de band wat je niet wilt horen, en deels zijn dat mengproducten uit de ontvangstmixer, want die zit weer voor het ladderfilter:



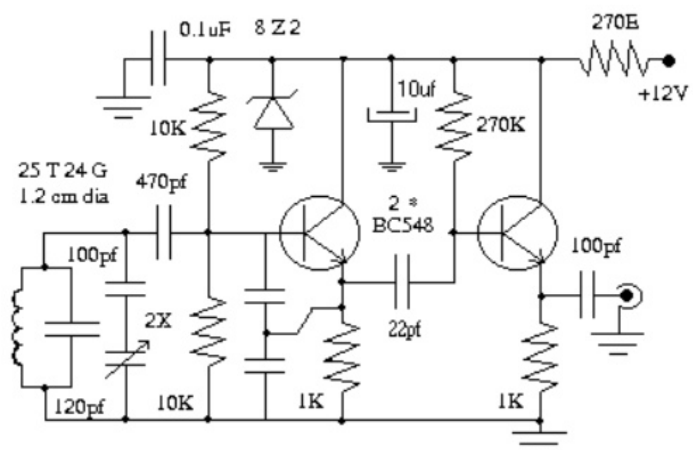
RX MIXER / BALANCED MODULATOR

Bij ontvangst komt het signaal binnen op het punt RF In en wordt het VFO signaal toegevoerd aan de condensator op pin 10. Bij zenden komt het signaal van de microfoonversterker (die later beschreven wordt) binnen op de AF In en wordt gebruikt om een DZB signaal op te wekken met als centrale draaggolf de Carrier Oscillator die dan op pin 10 aangeboden wordt. Ik moet hierbij opmerken dat naar mijn mening de diode bij de RF In verkeerd om getekend is. Deze diode dient als schakelaar maar in de getekende stand gaat hij nooit signaal doorlaten. De RX mixer wordt namelijk van signaal voorzien door de HF versterker, zie het schema bovenaan de volgende bladzijde. Je ziet dat de voeding van de HF-versterker alleen bij ontvangst ingeschakeld wordt. Er staat dan ruwweg 12V op de collector van de transistor, en als je dat toevoert aan de diode aan de ingang van de mixer staat deze in sperrichting omdat zijn andere kant aan de massa hangt met 5k6. No




way dat daar dan nog signaal doorheen komt. Daarvoor moet de diode in geleiding staan en dat kan alleen als hij andersom aangesloten wordt.

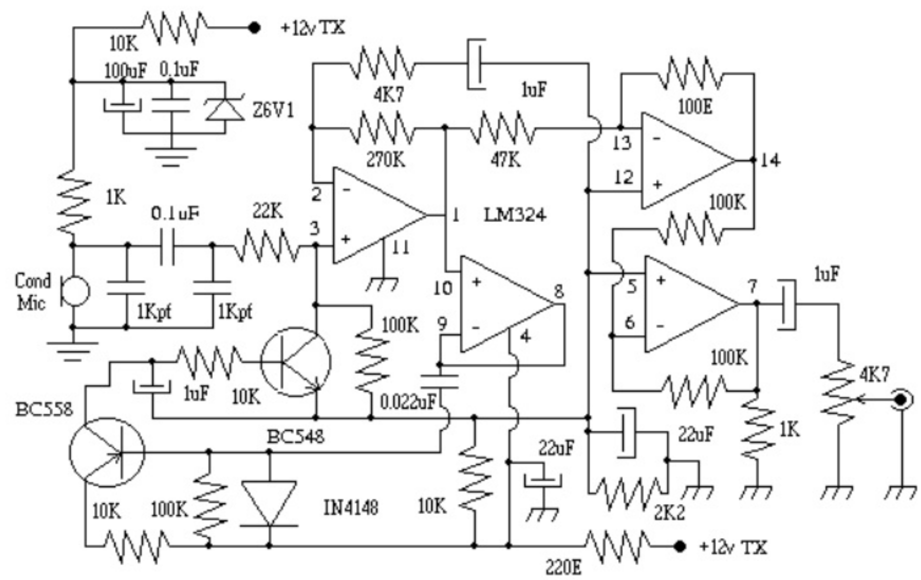
De HF versterker is redelijk recht-toe-recht-aan. Hier wordt ook weer naar MF trafootjes verwezen. Ik zou iets uitrekenen met de Mini Ring Core Calculator dat netjes resoneert op 7MHz. Verder ben ik geen voorstander van het verbinden van een antenne met de top van een resonantiekring. De antennes van amateurs zijn immers laagohmig en nu ga je een kleine capaciteit gebruiken om die kring niet "plat te drukken" met die lage impedantie, Ik zou een aftakking op 1/4 van het aantal windingen vanaf de koude kant maken en daar de antenne op aansluiten. Voor wat betreft de jumper RF Gain zal het de bedoeling zijn dat je de versterking kunt beïnvloeden door extra weerstand in serie met de 82k weerstand te zetten. Het origineel is daar niet duidelijk over. Wat ons brengt op het laatste blokje wat nodig is om de ontvanger aan de praat te krijgen: de VFO, zie hieronder.




De frequentie van de BFO staat nergens vermeld maar is niet moeilijk uit te rekenen: als de MF 4,43MHz is, zijn er twee mogelijkheden: de VFO loopt op 7-4,43MHz of op 7+4,43MHz. Maar aan de condensatoren die bij de resonantiekring opgegeven zijn zie je al dat de BFO niet op 11,43MZz loopt. Bovendien zijn VFO's op lagere frquenties stabieler te maken dan voor hogere frequenties. Het nadeel van een lage VFO frequentie is dat de spiegelfrequentie dichterbij komt te liggen: in dat geval 1660-1860KHz en dat betekent dat de 160m band daar in valt. Bij een BFO frequentie van 11,43MHz zou de spiegel op 15,86MHz liggen en dat is veel makkelijker uit de HF versterker te houden. Maar je kunt natuurlijk ook een VFO toepassen met een Arduino en een Si5351 en dan maakt het niet meer uit wat voor BFO je kiest. Dan zou ik voor de 11,43MHz gaan vanwege de voordelen van een verafgelegen spiegelfrequentie.

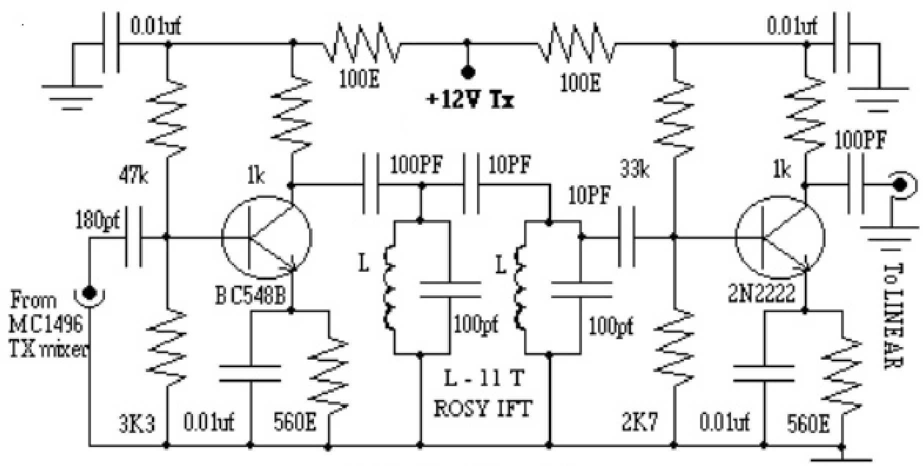
In principe kun je nu alle blokken aan elkaar knopen en dan heb je een compleet werkende ontvanger voor de 40m band. Nu nog de zender werkend krijgen. Daarvoor worden in grote lijnen dezelfde blokken gebruikt die we nu al gebouwd hebben, met toevoeging van een paar blokken die specifiek voor de zender zijn. Om te beginnen natuurlijk de microfoonversterker: zie het schema op de volgende bladzijde. Deze microfoonversterker bestaat uit een LM324 en twee transistoren. Een LM324 heeft 4 OpAmps aan boord; de transistoren worden gebruikt als compressor. Maar volgens mij zit ook hier weer een fout in: de eerste OpAmp heeft een versterking van ongeveer 57 (de 270k terugkoppelweerstand gedeeld door de 4k7 weerstand die voor wisselspanning via de 1uF condensator aan massa ligt). Deze OpAmp geeft via een weerstand van 47k zijn signaal af aan de OpAmp rechtsboven. Maar die heeft een terugkoppelweerstand van 100E (Ohm) getekend staan. Dat zou een verzwakking van 470x opleveren en waarom ga je dan eerst 57x versterken. Ik denk dat die terugkoppelweerstand 100k moet zijn, waarmee de versterking een factor 2 wordt. De OpAmp daaronder heeft

een versterking van 1 en doet dus niet meer dan als buffer fungeren. Met de 4k7 instel potmeter aan de uitgang wordt de modulatiediepte ingesteld. Als microfoon wordt een electret type toegepast: daar komt relatief veel signaal uit in vergelijking met b.v. een dynamische microfoon. De uitgang van de microfoonversterker wordt verbonden met de AF In van de RX Mixer / balansmodulator die we al eerder gemaakt hebben.



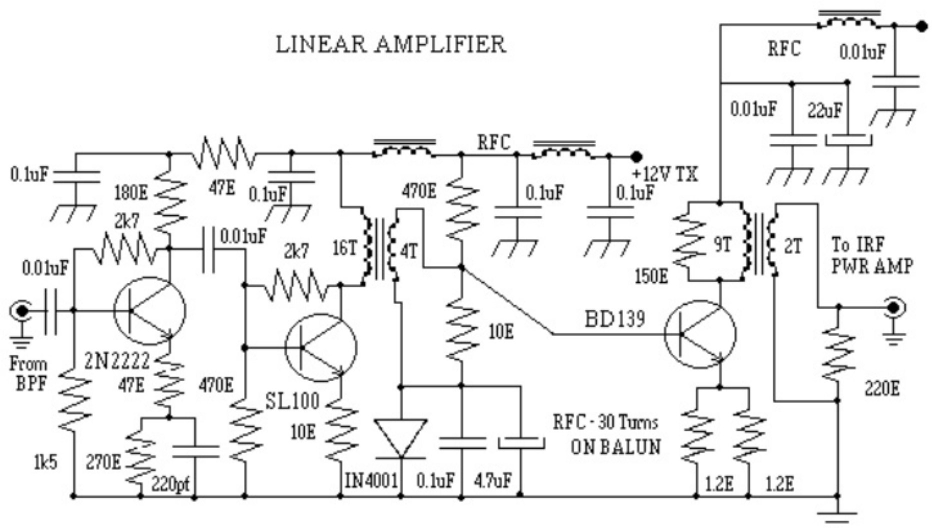

**Microfoonversterker**

De balansmodulator maakt van het microfoonsignaal en de Carrier Oscillator een 4,43MHz DZB signaal. Dat gaat door het Ladderfilter dat de hoge zijband eruit filtert zodat een LSB signaal overblijft. Dat gaat door de 4,43MHz MF versterker naar de tweede 1496 mixer die mengt met het 2,579-2,770MHz BFO signaal. En dan moet het somsignaal gefilterd worden met een 7MHz banddoorlaatfilter voordat het naar de lineaire versterker kan. De twee afgestemde kringen moeten op 7MHz gepiekt worden. Met 100pF moet de spoel dan ongeveer 5uH zijn (neem dan 82p vaste condensator met een 40pF trimmer b.v.)

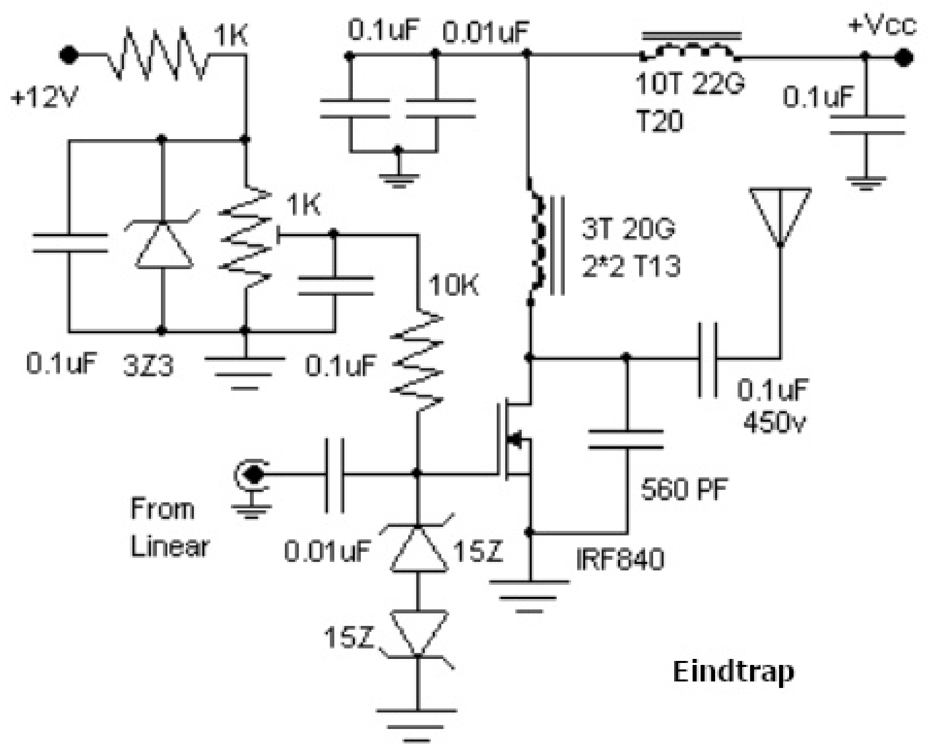


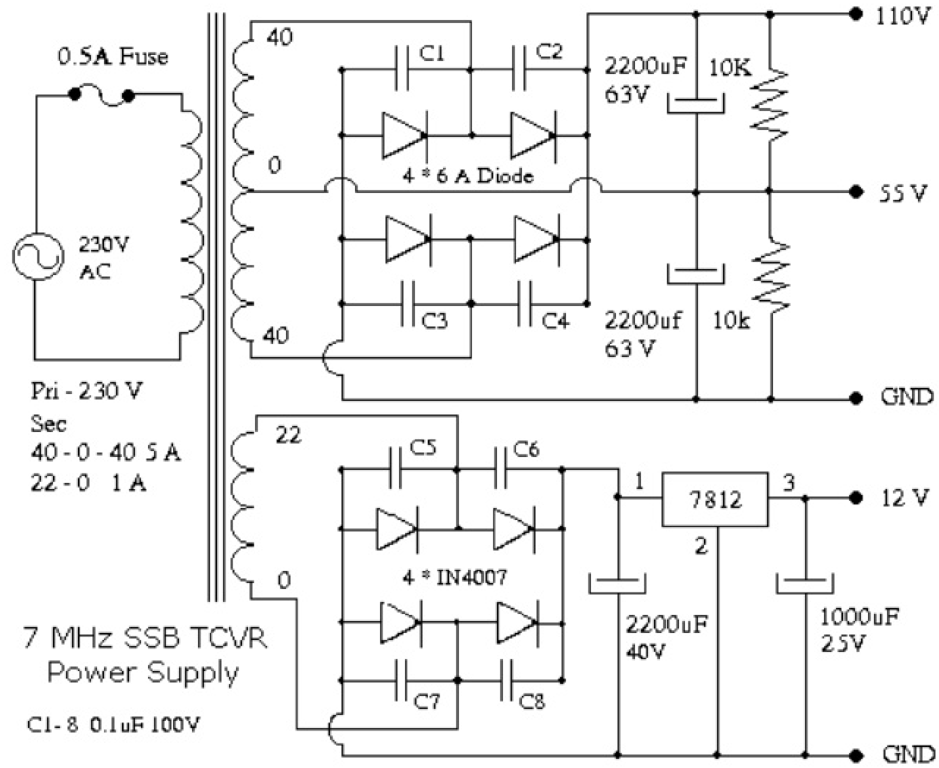

**7 MHz Band Bass Filter**

Zoals gezegd volgt na het bandpassfilter de lineaire versterker, zie het schema rechts. Met drie transistoren wordt het signaal opgepept voor het niveau dat uiteindelijk nodig is voor de eindtrap. De SL100 is hier in het westen niet zo bekend, maar hier kan je b.v. een BC337 voor nemen, of



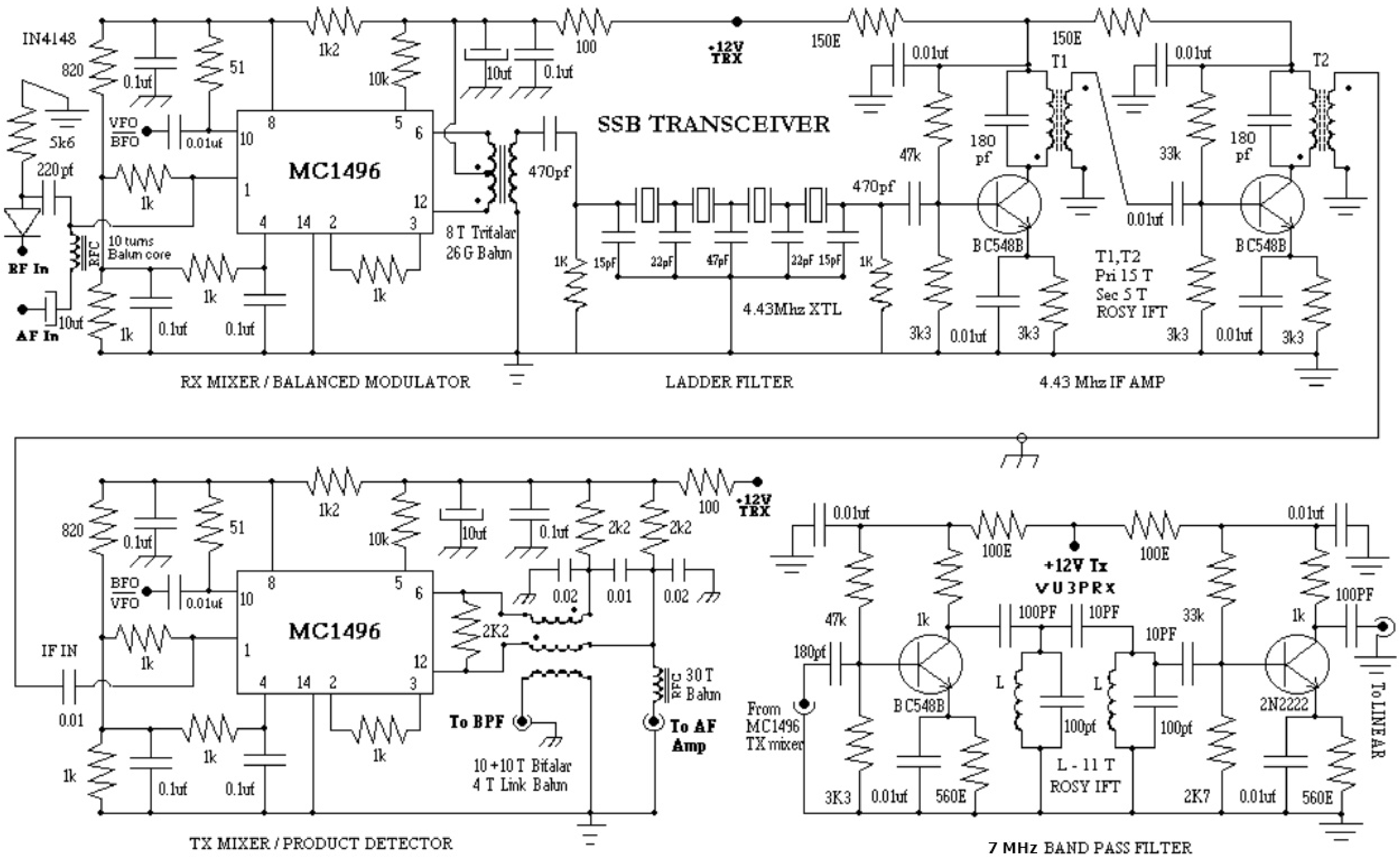

eveneens een BD139. Die doen het prima als HF tor op 7MHz. De transformatoren worden weer gewikkeld op varkensneuzen met het aangegeven aantal windingen. En dan komen we bij het laatste blok: de eindtrap.



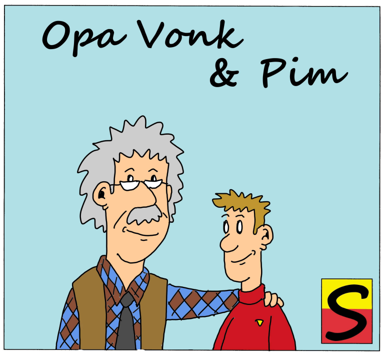

In de eindtrap wordt gebruik gemaakt van een IRF840 MOSFET. De meeste power FETs zijn ontworpen om met hoge spanningen te werken. Op lagere spanningen gaan ze snel in de verzadiging waardoor het uitgangsvermogen beperkt wordt. In deze eindtrap wordt ongeveer 120 V op de IRF840 gezet waarbij deze 1 Ampère piek opneemt. Dat is dus 120W input en dat levert je een 70W uitgangsvermogen op. Helemaal niet slecht voor SSB. De ruststroom moet op een tiental mA ingesteld worden. Denk eraan dat er een forse koelplaat nodig is om de flinke warmte-ontwikkeling af te voeren. Denk er ook aan de IRF geïsoleerd op te stellen. Een zenerdiode ter grootte van 2x de voedingsspanning tussen source en drain kan drain-source doorslag voorkomen. Een spanning van meer dan 20V op de gate zorgen voor een onmiddellijk overlijden van de FET: daarom staan er twee 15V zeners anti-serie over de gate van de FET.

Hoe kom je aan die 120V? Zie de voeding hiernaast. Er wordt gebruik gemaakt van een gangbaar verkrijgbare transformator van 2x 40V 5A, en nog een winding met aftakkingen op 6V, 9V, 12V en 22V. Omdat hier de 22V wikkeling gebruikt wordt voor de 12V, moet de spanningsregelaar aardig wat spanning wegwerken en dat wordt uiteraard warmte. Dus ook hier geldt dat een flinke koelplaat voor de regelaar nodig is. Overigens vind ik de 2200uF 63V condensatoren een beetje aan de krappe kant: ik zou types nemen met een beetje hogere werkspanning. Over de gelijktrichtdioden worden condensatoren van 0,1uF 100V geplaatst. Merk op dat voor de 12V voeding 1N4007 dioden gebruikt worden, maar voor de 120V kant worden 6A typen voorgeschreven. De 10k weerstanden over de 2200uF elco's zijn z.g. Bleeder weerstanden die ervoor zorgen dat de elco's ontladen worden na uitzetten.


SSB TRANSCEIVER
IN4148
820
5k6
220pf
RF In
AF In
10uf
10 turns Balun core
RFC
VFO
BFO
0.01uf
0.1uf
51
1k
1k2
10k
MC1496
8
5
6
10
1
12
4
14
2
3
10uf
0.1uf
100
+12V TRX
8 T Trifalar 26 G Balun
470pf
1K
15pF
22pF
47pF
4.43Mhz XTL
150E
0.01uf
47k
180 pf
T1
T2
33k
BC548B
3k3
T1,T2 Pri 15 T Sec 5 T ROSY IFT
RX MIXER / BALANCED MODULATOR
LADDER FILTER
4.43 Mhz IF AMP
IF IN
0.01
2k2
2K2
0.02
RFC
30 T Balun
To BPF
To AF Amp
10+10 T Bifalar 4 T Link Balun
TX MIXER / PRODUCT DETECTOR
100E
+12V Tx
VU3PRx
100PF
10PF
L
100pf
L - 11 T ROSY IFT
180pf
From MC1496 TX mixer
3K3
560E
2K7
2N2222
To LINEAR
7 MHz BAND PASS FILTER

Op de vorige pagina nog even een overzicht van de belangrijkste componenten. Om de transceiver compleet te maken moet je op de twee mixers dus de Carrier Oscillator en de VFO omschakelen: bij ontvangst moet de VFO met de RX mixer verbonden worden en de Carrier Oscillator met de TX mixer, en bij zenden net andersom. Verder moet je letten op welke modulen altijd spanning moeten hebben, en welke er alleee bij zenden of alleen bij ontvangen spanning moeten hebben. Gebruik relais voor deze functies en bedien deze met de PTT schakelaar op de microfoon. Voor het afregelen is eigenlijk het belangrijkste dat de Carrier Oscillator op de rand van het ladderfilter wordt gezet zodat de zijbandonderdrukking maximaal is. Als je alles goed hebt opgebouwd heb je een zeer bruikbare 40m transceiver met respectabel uitgangsvermogen. Veel succes met het nabouwen van dit leuke ontwerp.

---

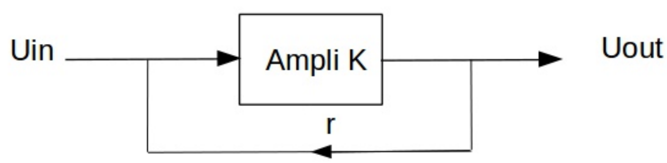



Pim zat met zijn tablet in zijn handen gefronst naar zijn scherm te kijken. Zijin Opa Vonk merkte dat op en zei: "Knap van jou dat je zonder te vragen toch altijd weer de aandacht weet te trekken. Wat zit je dwars?" Pim keek op van zijn scherm en zei: "Ik zat de RAZzies van vorige maand te lezen, en er was iets wat me opviel in het artikel over de direct conversie ontvanger met buizen. Daar staat dat de selectiviteit van de ontvanger toeneemt als de terugkoppeling verder opgedraaid wordt. Maar hoe kan dat nou? Als je de versterking vergroot, versterk je toch alles? Waarom neemt de selectiviteit dan toe?" Opa dacht even na en zei: "Goede vraag. Ik zal je proberen uit te leggen wat een fantastische uitvinding die terugkoppeling eigenlijk was. Gaan we even terug naar 1912. De toen beschikbare triode buizen hadden een zeer lage versterking. In die tijd bereikte Edwin Howard Armstrong (1890-1954) tijdens wat experimenten ineens een aanzienlijk grotere versterking. Hij had op dat moment het verschijnsel van de terugkoppeling ontdekt: door een klein deel van het uitgangssignaal van een versterker terug te voeren naar de ingang, nam de totale versterking aanzienlijk toe.

Deze aanzienlijke versterking, in combinatie met een toename van de selectiviteit, leidde tot een belangrijke ontwikkeling van de radio in de twintiger jaren van te vorige eeuw, voordat deze techniek geleidelijk werd vervangen door de superheterodyne techniek in de dertiger jaren.

Deze uitzonderlijke resultaten die met terugkoppeling bereikt werden, verklaren waarom sommige radio amateurs deze techniek nog steeds gebruiken voor het maken van eenvoudige ontvangers, waarbij stations van over de hele wereld ontvangen kunnen worden met soms maar 3 or 4 transistoren.

Goed. Die versterking. Laten we eens een versterkertrap bekijken zonder terugkoppeling met versterkingsfactor K. En laten we eens een percentage r van het uitgangssignaal terug-voeren naar de ingang.



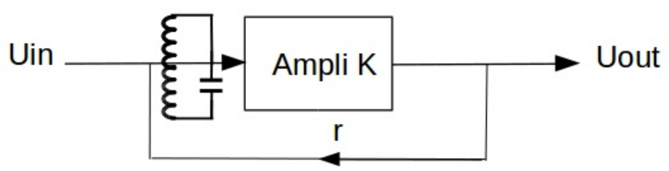

De versterker krijgt dus het ingangssignaal aangeboden plus een percentage (r) van het uitgangssignaal, dat hij K maal gaat versterken. In formule: Uout = K ( Uin + r Uout). Deze formule kan je omwerken tot:

$$\frac{Uout}{Uin} = \frac{K}{1 - Kr}$$

Laten we eens naar een voorbeeld kijken. We nemen een versterker met een versterkings-factor van 10. Laten we eens een terugkoppeling nemen van 0.095 (9.5%). Wat wordt dan de versterking:

$$\frac{Uout}{Uin} = \frac{10}{1 - 10 * 0.095} = \frac{10}{1 - 0.95} = \frac{10}{0.05} = 200$$

200 maal versterking met een versterker die maar 10x kan versterken! Voeren we de terugkoppeling op naar 10%, dan loopt de versterking op naar oneindig en gaat de versterker oscilleren. Het is of het reproductie-getal van het Coronavirus boven de 1 komt: dan gaat het helemaal mis. De terugkoppeling vergroot de versterking dus aanzienlijk. De limiet wordt bereikt als de versterker gaat oscilleren. Maar nu jouw vraag over selectiviteit. Laten we daarvoor eens een afgestemde kring toevoegen aan de ingang van de versterker. Zonder terugkoppeling wordt de selectiviteit bepaald door de impedantiecurve. Is bijvoorbeeld bij een frequentie F1 de impedantie Z van de schakeling de helft van de impedantie bij de resonantiefrequentie Fo, dan wordt die frequentie F1 aan de uitgang van de afgestemde kring verzwakt met een factor 2 ten opzichte van de resonantiefrequentie Fo. Die relatieve verzwakking zie je dus ook aan de uitgang terug door een factor 2 lager signaal dan bij resonantie. Laten we weer eens een beetje terugkoppeling aanbrengen. Het percentage r van het uitgangssignaal dat bij de ingang terecht komt zal eveneens afhangen van de frequentie. En dat verklaart de toename in selectiviteit.




We nemen weer de versterkertrap uit het eerste voorbeeld met een versterking van k = 10 zonder terugkoppeling en voor r een waarde bij resonantie Fo van 9.5%. We stellen ons twee stations voor: een gewenst station met een zendfrequentie van Fo waar de ontvanger op afgestemd is, en een tweede station met een zendfrequentie F1 waarvoor de afgestemde kring een verzwakking van een factor 2 oplevert (-6dB) zonder de terugkoppeling. Mét de terugkoppeling wordt de versterking een factor 200 bij de frequentie Fo zoals we in het eerdere voorbeeld zagen. Aan de andere kant is de terugkoppeling maar 4.75% voor F1 (de verzwakking van de afgestemde kring is immers 2 bij frequentie F1). Daardoor wordt de versterking:

$$\frac{Uout}{Uin} = \frac{K}{1-Kr} = \frac{10}{1-10*0.0475} = 19$$

De terugkoppeling zorgt nu voor een relatieve verzwakking van de frequentie F1 ten opzichte van de resonantiefrequentie Fo van 200/19 ofwel 10,5 (20dB) in plaats van de 6dB zonder terugkoppeling.

Deze toename in selectiviteit is het best als volgt te begrijpen: hoe groter de terugkoppeling wordt, des te groter wordt het versterkings-verschil tussen Fo en F1. De grootste selectiviteit wordt dus bereikt nét voor het punt waar het oscilleren begint.

Dit mechanisme verklaart een groot manco van regeneratieve ontvangers: als station F1 reeds ontvangen wordt zonder terugkoppeling, dan gaat het toepassen van terugkoppeling het station niet elimineren. Ook dit station wordt steeds sterker bij het opvoeren van de tegenkoppeling. Alleen minder snel dan het gewenste station.

De enige manier om dit tegen te gaan is de signalen aan de ontvangeringang te verzwakken zodat geen ongewenste stations ontvangen worden zonder terugkoppeling. De terugkoppeling zorgt er daarna voor dat de verschillende stations apart ontvangen kunnen worden.

Voor het verkrijgen van een goede selectiviteit moet elke regeneratieve ontvanger die verbonden is met een "effectieve" antenne om die reden voorafgegaan worden door een instelbare HF verzwakker. Het belang van zo'n verzwakker wordt nogal eens onderschat.

Is één station echt heel veel sterker dan de andere stations, wat soms het geval is met omroepstations die dicht tegen de amateurband aan zitten zoals bij onze 40m band, dan is het soms onmogelijk om het ongewenste station volledig te elimineren. Maar bij een goed ontworpen ontvanger dient dit toch echt een uitzondering te zijn.

Maar dat is in het geval van AM. Om enkelzijband (SSB) te kunnen ontvangen, moet je tot voorbij het punt gaan waar het oscilleren begint. In dat geval vervangt het oscilleren van de teruggekoppelde versterkertrap de ontbrekende draaggolf waardoor demodulatie van het SSB signaal mogelijk wordt met een detector. Op dezelfde manier kan je met de oscillerende versterkertrap morsesignalen hoorbaar maken.

Als het te ontvangen station erg sterk is, dan heeft de oscillerende versterkertrap de neiging om te synchroniseren met de frequentie van het te ontvangen station. Het demoduleren van SSB of CW is dan onmogelijk. In dat geval moet je het antennesignaal verzwakken. Wat ook helpt is een grote afstemcondensator (minstens 470pF) in de afstemkring (kleine L/C verhouding) om dit verschijnsel tegen te gaan." Pim fronste zijn wenkbrauwen, wat zijn Opa niet ontging. "Een oscillator is veel stabieler als hij afgestemd wordt met een grote afstemcondensator. Stel je een variatie van 0,1 pF voor in de capaciteit van een op 14 MHz afgestemde kring. Dat kan optreden door een variatie in temperatuur, in voedingsspanning, handeffect, een verandering in de antennekoppeling etc. Als de afstemcondensator 470 pF is, dan komt dat overeen met een frequentiewijziging van 1,4 kHz. Maar als de afstemcondensator 47 pF is, dan geeft diezelfde capaciteitswijziging een frequentie afwijking van 14 kHz. Dit eenvoudige voorbeeld laat het belang zien van een lage L/C verhouding. Voorbij het punt waar de versterkertrap gaat oscilleren, blijft de gevoeligheid vrijwel constant, onafhankelijk van de L/C verhouding. Daarom is het essentieel om een grote capaciteit toe te passen, zeg maar meer dan 470 pF. Met transistoren gaat dat goed tot zo'n 21 MHz, en met buizen lukt dat nog wel tot 14 MHz.

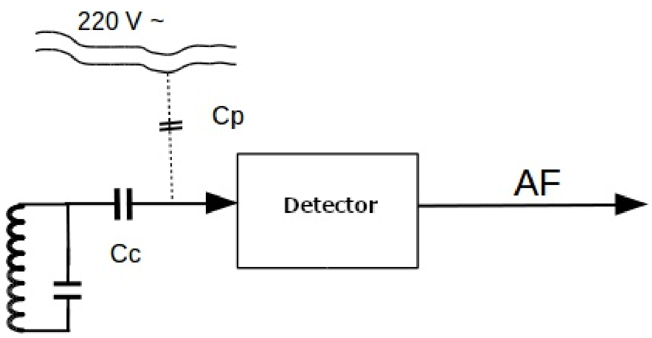
In oude lectuur zie je vaak dat er geadviseerd wordt om een spoel met een grote waarde te nemen, en dat betekent een lage capaciteit. Meer dan 40 jaar ervaring heeft me geleerd dat dat niet waar is. Een lage afstemcapaciteit zorgde ervoor dat de schakeling makkelijk aan het oscilleren te krijgen was, wat een voordeel was bij de toepassing van buizen die niet erg efficiënt waren op de korte golf en in schakelingen met veel verliezen. Feitelijk is de enige beperking voor het gebruik van een grote capaciteit de moeilijkheid, zoniet de onmogelijkheid, om de zaak aan het oscilleren te krijgen.

Tot slot wil ik je nog wat meegeven over de storingsgevoeligheid van regeneratieve ontvangers. Regeneratieve ontvangers hebben last van twee soorten storing die je nooit tegenkomt in goed ontworpen superheterodyne ontvangers. De eerste soort storing ontstaat alleen op bepaalde frequenties. De tweede soort storing ontstaat door een parasitaire koppeling met het lichtnet.

Storing die alleen optreedt als de ontvanger tot oscilleren is gebracht en op bepaalde frequenties ontstaat (afstembare brom) is makkelijk te verklaren. De ontvanger werkt als een zwakke zender. Het door de antenne uitgestraalde signaal wordt opgevangen door de lichtnet leidingen. Via het lichtnet komt het signaal in de voeding terecht waar de gelijkrichtbrug het signaal moduleert met 50 Hz en zo komt de storing in de ontvangst terecht. Overigens was dat werken als zwakke zender in oorlogstijd vaak funest voor de bediener van het apparaat: het maakte uitpeilen een stuk makkelijker omdat je niet op het uitzenden hoefde te wachten. Dat deed de ontvanger al...

Om dit probleem op te lossen moet je dan een buffertrap tussen de antenne en de oscillerende versterkertrap zetten, de ontvanger afschermen en bij voorkeur batterijvoeding gebruiken. Daarnaast moet je 10 nF condensatoren over de gelijkrichtdioden zetten om moduleren van het oscillatorsignaal te voorkomen. Deze condensatoren worden ook wel ratelcondensatoren genoemd.

De tweede soort karakteristieke storing in regeneratieve ontvangers ontstaat door een capacitieve koppeling van de ingang van de detector met de omringende lichtnet leidingen.




Deze koppeling wordt voorgesteld als de parasitaire capaciteit Cp. De afgestemde kring is met de detector verbonden via koppelcondensator Cc. Voor 50Hz heeft de spoel een impedantie van vrijwel nul, dus hebben we een capacitieve spanningsdeler van het lichtnet naar de detector. Nemen we voor de parasitaire capaciteit een waarde van 0,001 pF en een koppelcondensator van 100 pF. Dan hebben we een wisselspanning van 2,2 mV aan de ingang van de detectortrap. Deze storing is in bijna alle gevallen een stuk sterker dan het station dat je wil ontvangen.

Om deze 50Hz storing kwijt te raken zijn er een paar mogelijkheden. De makkelijkste manier is om de koppelcondensator Cc groter te maken. Als je de capaciteit 100nF maakt, dan wordt de 50Hz spanning aan de ingang van de detector nog maar 2 μV. Als de gelijkstroominstelling van de detector het toelaat, bijvoorbeeld door toepassing van een FET, dan is de makkelijkste oplossing om Cc helemaal weg te laten (mits de trap erachter de kring niet te zwaar belast). Een andere manier is om parallel aan koppelcondensator Cc een weerstand met een zo laag mogelijke waarde te zetten. Hoe je het ook aanpakt, het is zaak om de 50Hz impedantie van de detector naar massa zo laag mogelijk te maken. Ik hoop niet dat ik je ontmoedigd heb om met regeneratieve ontvangers aan de gang te gaan", besloot Opa. "Nee, helemaal niet", antwoordde Pim. "Ik heb weer een heleboel dingen gehoord die ik nog niet wist, zoals gewoonlijk zou ik bijna zeggen. Nou weet ik tenminste wat ik moet doen om een goede regeneratieve ontvanger te maken", zei Pim en zetten zijn tablet uit om de soldeerbout ter hand te nemen.

## Lineaire 13.8V 20A voeding

Hoewel er tegenwoordig uitstekende schakelende voedingen zijn om je set van de benodigde spanning en stroom te voorzien, zweren puristen bij een analoge voeding. Wat niet schakelt kan ook niet storen. Vaak zijn ontwerpen van voedingen, zelfs die in de gerespecteerde literatuur, onnodig complex of hebben specifieke nadelen. Het hier beschreven ontwerp is wat ongewoon van opzet, maar heeft een aantal voordelen ten opzichte van conventionele ontwerpen die in dit artikel beschreven zullen worden.

Laten we eens kijken naar de basisprincipes van een lineaire voeding. Die is redelijk overzichtelijk: het begint met een transformator die de netspanning omlaag transformeert naar een spanning die hoger is dan wat aan de gestabiliseerde uitgang noodzakelijk is. Dan volgt een gelijkrichter en een afvlakcondensator die de wisselspanning aan de secundaire kant omzet in een min of meer afgevlakte gelijkspanning, die nog steeds ongestabiliseerd is en waar een rimpel op zit. Tot slot volgt een regelschakeling die de overtollige spanning "opstookt" waardoor exact de gewenste spanning overblijft aan de uitgang: meestal 13.8V voor onze radio apparatuur.

Een door amateurontwerpers veel gemaakte fout is het kiezen van een transformator die een te lage spanning heeft voor de gebruikte combinatie van gelijkrichter, afvakcondensator en regelschakeling. De situatie is als volgt: Wat er ook gebeurt, je wilt te allen tijde 13.8V aan de uitgang hebben. Je regelschakeling eet een deel

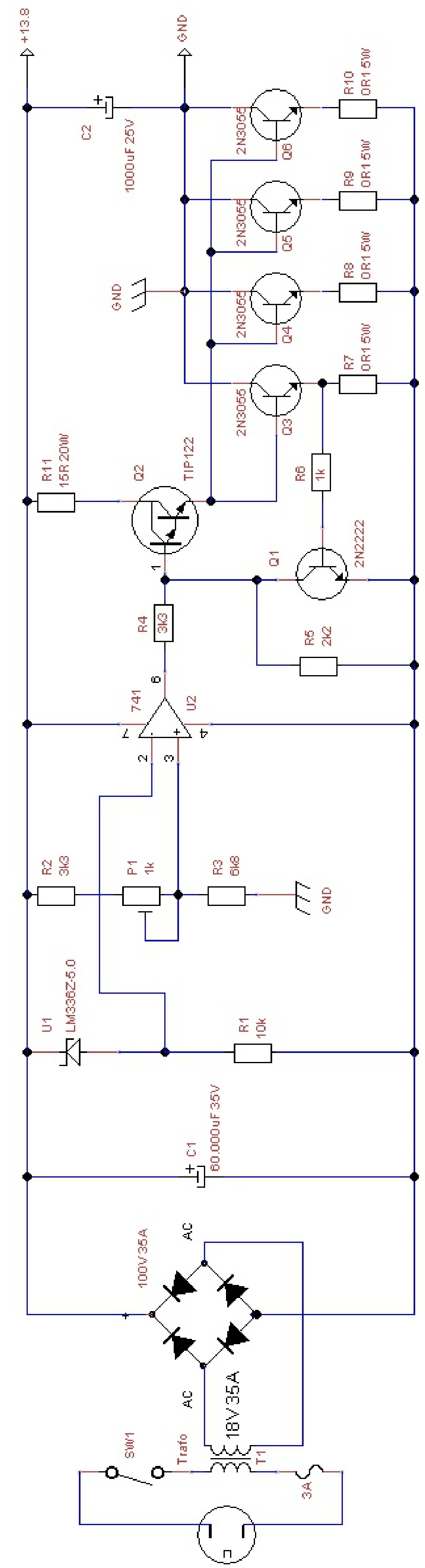
van de beschikbare spanning op, afhankelijk van het ontwerp. Veel regelschakelingen hebben minimaal 2V nodig om te kunnen werken, dus heb je al minimaal 15.8V nodig over je afvlakcondensator. Maar dat is de ondergrens van de rimpelspanning; de condensator moet echter geladen worden tot de top van de rimpelspanning. Daarbij bepaalt de capaciteit van de condensator hoeveel extra spanning je daarvoor nodig hebt. Een condensator van 60.000uF die gebruikt wordt bij 20A, en die bij 50Hz gedurende bijna een halve cyclus (10ms) zijn lading af moet geven, verliest in die tijd bijna 3.3V. Dus moet je onder de ongunstigste omstandigheden de condensator al opladen tot tenminste 19.2V! Als je een bruggelijkrichter gebruikt met siliciumdioden die op de piek van de laadstroom elk een spanningsval van 1.2V veroorzaken, dan raak je daar nog eens 2.4V over kwijt. Dus moet de transformator een piekspanning van 21.6V kunnen leveren. Dat gebeurt onder zware belasting, aangezien het grootste deel van het laden van de condensator plaatsvindt in een relatief korte tijd, en dat levert in de transformator ook nog eens een spanningsval op van misschien wel 10 tot 15%, afhankelijk van de transformator. Dus moet je al op zoek naar een transformator die een piekspanning van zo'n 24 à 25V kan leveren. Tenslotte moet je er rekening mee houden dat je netspanning niet 100% stabiel is! Als je rekening houdt met een laagste niveau van de netspanning van 10% onder de nominale waarde, dan moet de secundaire wikkeling van je transformator bij normale netspanning en lage belasting een piekspanning van ongeveer 27V kunnen leveren! Dat is dan 19V effectief.

Als je een transformator gebruikt die een lagere spanning levert, of een afvlakcondensator met een kleinere capaciteit, of een regelschakeling met meer dan 2V spanningsverlies, dan kan je voeding onder bepaalde omstandigheden de spanning niet meer constant houden. Veel amateur voedingsontwerpers lopen tegen dit probleem aan.

Aan de andere kant: als je een regelschakeling gebruikt met minder dan 2V spanningsval, en/of een grotere afvlakcondensator, dan kan je de eisen die je aan de transformator stelt, wat minder scherp stellen. Dat kan helpen om de eisen aan de werkspanning van de afvlakcondensator op b.v. 25V te houden, in plaats van de 35V die anders nodig is, wat de condensator een stuk duurder maakt. Ook vanuit het oogpunt van efficiency is een lagere transformatorspanning beter. Per slot van rekening moet je al die overtollige spanning opstoken in de spanningsregelaar, wat een enorm vermogensverlies veroorzaakt en waarvoor een flinke koelplaat nodig is!

Zeker een aantal jaren terug waren MOSFETs met een bepaalde maximale dissipatie en minimale spanningsval een stuk duurder dan bipolaire transistoren met dezelfde specificaties. Daarom zag je in lineaire voedingen ook meestal bipolaire halfgeleiders. Daarnaast hadden NPN transistoren de voorkeur boven PNP types, omdat ze bij gelijke specificaties goedkoper waren en er meer keus was uit geschikte types. Tot zover niet veel aan de hand, maar de meeste voedingsontwerpers zetten de transistoren in de positieve voedingsleiding, geschakeld als emittervolger, aangestuurd door een Darlington als driver (of twee Darlington trappen). Dat is om meerdere redenen een heel slechte keuze: Om te beginnen levert een transistor die op deze wijze gebruikt wordt een minimale spanningsval van 0.6 tot 0.7V. Een drietraps regeling, die vaak nodig is, levert dan al minimaal een spanningsval van 2V, en daar komt dan nog de spanningsval over de vereffeningsweerstanden in de emitter bij! Daarnaast zijn de collectoren van de regeltransistoren, die meestal met de behuizing van de transistor verbonden zijn, dan verbonden met de positieve spanning, waardoor dan dus galvanische isolatie ten opzichte van de koelplaat nodig is. De noodzakelijke mica isolatieplaatjes zorgen voor een enorme extra thermische weerstand wat het veel moeilijker maakt om de transistoren fatsoenlijk te koelen.

In het hier gepresenteerde voedingsontwerp zijn een aantal maatregelen genomen om de hiervoor omschreven problemen te voorkomen. De regeltransistoren zijn opgenomen in de negatieve voedingsleiding en geschakeld in gemeenschappelijke emitter opstelling in plaats van als emittervolgers. Als gevolg daarvan is de spanningsval over de regeltransistoren extreem laag, namelijk ongeveer 0.1V voor de transistoren plus 0.5V voor de vereffeningsweerstanden. Het andere voordeel is dat de collectoren direct met de negatieve pool van de uitgang van de voeding verbonden zijn, wat in de meeste gevallen ook meteen massa is. Dat betekent dat er geen isolatie nodig is tussen de transistoren en de geaarde kast van de voeding. Dat vergemakkelijkt de koeling aanzienlijk. Als gevolg van de lage spanningsval over de regelschakeling kan je volstaan met een goedkope(re) 25V afvlakcondensator.




De schakeling rond de instelpotmeter voor de uitgangsspanning is zo ontworpen dat als het sleepcontact van de potmeter kraakt of faalt, de spanning omlaag gaat en nooit omhoog. Dat is een belangrijke veiligheidsmaatregel om schade aan de aangesloten apparatuur te voorkomen.

Deze voeding levert een uitermate goed gestabiliseerde spanning van 13.8V, instelbaar over een bescheiden bereik, bij een continue stroom van 20A. De stroombegrenzig ligt op ongeveer 25A, en hij is kortsluitvast zolang als de transistoren het vermogen kwijt kunnen. Dit is waarschijnlijk het eenvoudigst mogelijke ontwerp waarmee dit allemaal te realiseren is.

Nog een paar opmerkingen over deze voeding:

- De zekering moet 3A zijn bij 230V netspanning. Gebruik een trage zekering, anders is hij meteen weg bij het inschakelen van de voeding.

- De vrij hoge transformator eis van 35A heeft te maken met de verliezen als gevolg van het afvlakfilter. Als je transformator gespecificeerd is voor een capacitieve belasting, dan is 25A genoeg.

- Uiteraard kan je C1 ook samenstellen door meerdere kleinere condensatoren parallel te schakelen. Op dezelfde manier kunnen de 0.1 Ohm 5 Watt weerstanden gemaakt worden door parallelschakeling van meerdere weerstanden, bijvoorbeeld 5 weerstanden van 0.5 Ohm 1 Watt elk.

- Het LM336Z-5.0 spanningsreferentie IC moet je niet vervangen door een zenerdiode. Zeners zijn bij benadering niet zo stabiel als zo'n speciaal referentie IC. Je kunt uiteraard wel een ander spanningsreferentie IC gebruiken, als je tenminste R2 en R3 aanpast aan de afwijkende spanning.

- D1 en Q2 t/m Q6 moeten gekoeld worden. Alleen Q2 moet geïsoleerd worden. D1 kan wel tot 60W dissiperen, Q2 tot 10W, terwijl de regeltransistoren elk rond de 30W dissiperen tijdens normaal gebruik, maar dat kan oplopen tot zo'n 130W als de voeding kortgesloten wordt! Houd hier rekening mee bij de keuze van je koelplaat.




- De enige taak van R5 is ervoor te zorgen dat de transistoren uit verzadiging gehaald worden. De 741 is niet bedoeld voor een enkele voedingsspanning en kan ook niet zijn uitgang tot aan de voeding sturen, waardoor hij zijn uitgang niet erg laag kan maken. Zou je een rail OpAmp gebruiken (die je tot aan de voeding kunt uitsturen) dan is R5 overbodig.

Hoe werkt deze voeding precies?

U1 voorziet in een gestabiliseerde referentiespanning die altijd 5V onder de positieve voedingsrail ligt. U2 vergelijkt deze referentiespanning met de uitgangsspanning via spanningsdeler R2/P1/R3 (positieve rail ten opzichte van massa) en deze stuurt een Darlington transistor die als emittervolger geschakeld is, en die stuurt op zijn beurt de vier regeltransistoren die in gemeenschappelijke emitter configuratie geschakeld staan. Vier weerstanden zorgen voor een gelijke stroomverdeling over de transistoren, en één van deze weerstanden heeft een dubbelfunctie als stroomsensor. Als de stroom door deze weerstand boven de 6A komt, dan begint Q1 te geleiden waardoor de sturing van de darlington naar massa getrokken wordt wat de uitgangsstroom beperkt.

Er zijn geen onderdelen toegevoegd voor het beheersen van de frequentie respons, regellusdemping enz. Er wordt volledig vertrouwd op de lage frequentie respons en grote stabiliteit van de 741 in combinatie met de 1000µF condensator over de uitgang. In de praktijk blijkt dit goed te werken, maar puristen willen misschien wat experimenteren met de regellus en daar een compensatiecondensator aan toevoegen. Wil je dat niet, gebruik dan in elk geval geen state-of-the-art OpAmp met een fantastische frequentie respons, want dat werkt in dit geval gewoon tegen je.

Een voeding zoals deze is makkelijk te maken, maar er wordt gebruik gemaakt van grote en zware onderdelen, dus je kastje moet wel een beetje stevig zijn. De 630VA transformator is zwaar, en ook de koelplaat zal niet echt klein uitvallen. Dus maak of koop een goede, stevige behuizing. Gebruik bij voorkeur aluminum voor de behuizing, omdat staal neigt mee te gaan vibreren op het lekveld van de transformator. Er dient goed geventileerd te worden.

De koelplaat moet groot zijn. Hoe groot...? Nou, dat hangt er vanaf. Wil je de voeding voor onbepaalde tijd kortsluitvast maken? Dan heb je een flinke koelplaat nodig!

Bij normaal gebruik heb je bij 20A iets onder de 200W dissipatie. De bruggelijkrichter kan 35A aan als deze op 25 graden Celsius gehouden wordt (wat praktisch gezien onmogelijk is!). Aangezien silicium 150 graden mag worden voordat de boel kapot gaat, overleeft de 35A bruggelijkrichter bij een stroom van 20A een

temperatuur van de behuizing van 75 graden. De specificaties van de regeltransistoren is 115W bij 25 graden, wat betekent dat ze bij een dissipatie van 30W elk veilig kunnen werken op bijna 120 graden. De stuurtransistor kan 60W dissiperen bij 25 graden, dus die kan bij 10W nog opgestookt worden tot 130 graden.

De thermische weerstand van de bruggelijkrichter naar de koelplaat is waarschijnlijk beter dan 0.2 graden per Watt, dus is de gelijkrichter blij als de koelplaat onder de 65 graden blijft. De vermogenstransistoren hebben een thermische weerstand van 1.5 graad per Watt naar de koelplaat, dus moet deze onder de 105 graden blijven. Dat is te doen. De stuurtransistor moet geïsoleerd gemonteerd worden, en die heeft dan met een mica plaatje erbij rond de 1.5 graden per Watt thermische weerstand, dus moet de koelplaat onder de 115 graden blijven. De beperkende factor is dus de bruggelijkrichter. Sommige bruggelijkrichters zijn gespecificeerd voor hogere temperaturen en dat kan de afmetingen van de koelplaat aanzienlijk reduceren.

In het bovenstaande geval heb je een koelplaat nodig die niet meer dan 65 graden wordt terwijl je er zo'n 200W in pompt. Ga je uit van een maximale omgevingstemperatuur van 30 graden (dus niet op expeditie naar de Sahara) dan mag je koelplaat maar 35 graden boven de omgevingstemperatuur uitkomen. Dat betekent een thermische weerstand van 0.175 graden per Watt, wat een ENORME koelplaat betekent! Als je deze voeding echt bij 20A continu wil gebruiken, dan kan je beter een wat kleinere koelplaat gebruiken met een ventilator er op gemonteerd die de zaak geforceerd koelt.

Gebruik je de voeding voor je HF set die 20A in de pieken trekt maar gemiddeld maar zo'n 5A, dan kan je een relatief kleine koelplaat gebruiken van zo'n 0.7 graden per Watt of zo. Veel commerciële voedingen zijn op dezelfde manier berekend en eveneens niet bestand tegen het leveren van continu 20A. Dat is wel iets om rekening mee te houden. Gebruik je een kleine koelplaat, en trek je gemiddeld een hoge stroom uit de voeding, dan gaat de boel echt in de brand. Neem dat maar van mij aan. Teveel amateurs hebben hun voeding op deze manier al opgeblazen.

Laten we voor de gein eens kijken wat voor eisen je aan de koelplaat moet stellen als de voeding tegen een permanente kortsluiting moet kunnen. De totale vermogensdissipatie komt dan op zo'n 550W. De gelijkrichter en stuurtransistor gedragen zich dan alsof er een permanente belasting van 25A aan hangt, terwijl de dissipatie in de regeltransistoren veel groter is dan normaal, namelijk zo'n 130W! Aangezien de 2N3055 gespecificeerd is voor 115W dissipatie bij 25 graden, betekent dit dat de behuizing van de transistoren onder de 9 graden gehouden gehouden moet worden! Kijken we naar de 1.5 graden per Watt thermische weerstand tussen elke transistor en de koelplaat, dan zou de koelplaat onder de -186 graden Celsius gehouden moeten worden! Zelfs met een enorme koelplaat op de noordpool red je dat niet. Dus heb je een cryogene installatie nodig om de zaak koel te houden. Onnodig te zeggen dat de eis van bestand zijn tegen permanente kortsluiting niet reëel is. Wat wel mogelijk is, is het aantal regeltransistoren te vergroten naast het proportioneel vergroten van de vereffeningsweerstanden (om de stroom per transistor te verlagen), maar zelfs dan heb je nog een grote koelplaat nodig. Een foldback stroombegrenzing zou dit probleem ook op kunnen lossen (dat is een stroombegrenzing waarbij bij het overschrijden van de maximale stroom de stroom terugregelt tot een veilige waarde tot de belasting een keer van de voeding gehaald is), maar dat brengt weer zijn eigen problemen mee, zoals het in de begrenzing schieten van de voeding als je een sterk capacitieve belasting aansluit. Het beste compromis is de schakeling bouwen zoals hier beschreven, met een redelijk ruim berekende koelplaat, en dan snel uitschakelen als een kortsluiting optreedt vóórdat de transistoren sneuvelen. Een kortsluiting van 25A levert genoeg vuurwerk op om opgemerkt te worden!

Nog een opmerking over R11. In het oorspronkelijke ontwerp zat die weerstand daar niet. Een aantal amateurs had de voeding gebouwd met goede resultaten. Tot een van de amateurs besloot de voeding eens te testen met een regeltrafo, om een lage netspanning te simuleren. Klinkt logisch, maar zodra de spanning zo laag werd dat de regeltransistoren geen bereik meer hadden, werd Q2 volledig in de verzadiging gestuurd met een enorme stroom tot gevolg. In geval van een brownout (een dip in de netspanning) zou dat wel eens fataal kunnen worden voor Q2. Het toevoegen van R11 lost dat probleem op door de stroom te begrenzen.

Er is geen printje van. De transformator, aan/uit schakelaar, zekering, connectoren en afvlak-condensator worden allemaal aan of op de behuizing gemonteerd, terwijl de 5 vermogens-transistoren, de vier vereffeningsweerstanden en de bruggelijkrichter op de koelplaat gemonteerd worden. Dan blijft er maar zo weinig onderdelen over voor een printje dat een ontwerp niet de moeilte loont. Die paar dingen zijn net zo makkelijk op een stukje experimenteerprint te zetten.

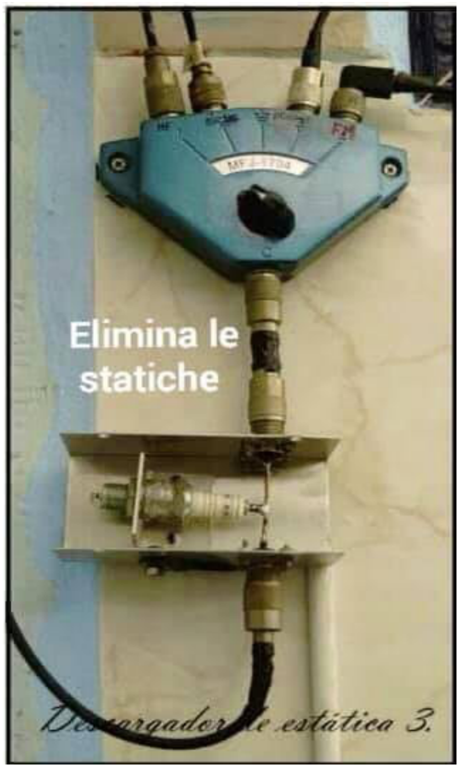
De kwaliteit van de spanningsstabilisatie hangt af van hoe je dit project bouwt. Het allerbelangrijkste voor een goede werking is dat de massaverbinding van R3 DIRECT met de negatieve poot van de connector op de frontplaat verbonden moet worden, terwijl de bovenkant van R2 en de voedingsaansluiting van U1 direct met de positieve poot van de connector op de frontplaat verbonden moeten worden. Al het andere is minder belangrijk.

De massa kan het best alleen via de behuizing van de regeltransistoren met de massa verbon-den worden, om aardlussen te voorkomen.

Dit is een leuk beginnersproject, aangezien alle onderdelen makkelijk over de hele wereld te verkrijgen zijn, de kosten redelijk zijn, het ontwerp erg eenvoudig is en de voeding die het oplevert een amateurleven mee gaat.

## PA3CNO's Blog

Onze WhatsApp groep is niet altijd serieus. Ja, er kunnen pareltjes van discussies voorbij komen, maar soms zijn het ook gewoon melige plaatjes die voorbij komen. En dan zit er heel soms een plaatje tussen waar je in eerste instantie om moet lachen, maar die in tweede instantie zo gek nog niet is. Het plaatje hier rechts is uit die laatste categorie. De getoonde antenneschakelaar heb ik ook, en ik denk dat wel meer amateurs zo'n ding in de shack hebben liggen. Oorspronkelijk bedoeld als antenne schakelaar om meerdere antennes op één set aan te kunnen sluiten, is deze net andersom geschakeld: om één antenne op meerdere sets aan te kunnen sluiten. Door een metalen bakje met een bougie tussen de schakelaar en de antenne coax te schakelen is hier een effectieve overspanningsbeveiliging gerealiseerd. Onder normale omstandigheden zal de bougie niet vonken; de afstand tussen de elektroden zal ongeveer een millimeter bedragen en dan heb je toch wel 1kV nodig voor overslag. Zelfs met een lineair kom je niet aan 1kV. Overbodige luxe? Nou nee... Inmiddels



hebben we tijdens onze expedities naar Liechtenstein heel wat ervaring opgedaan met statische elektriciteit op antennes. Vooral tijdens sneeuwbuien liep de spanning op de vertikale antenne soms op tot gigantische hoogtes. Het kostte heel wat apparatuur de kop: een Red Pitaya, een laptop, een voeding en de eindtrap van een QCX transceiver die WSPR stond te doen. Nog maar te zwijgen over de gigantische schok die Piet PE1FLO kreeg toen hij de antennekabel beetpakte. Nee, zo'n bougie over de antenneleiding is zo gek nog niet. Elimia le statiche is dan ook Italiaans voor Elimineren van statische elektriciteit.

Hoe is het met de Paraset? Goed, dank u. Nadat vorige keer de condensatoren kunstmatig verouderd waren, heb ik ze er in gesoldeerd. Door het verschil in verschillende schema's waarover ik beschik, kwam ik een elco van 2uF tekort die als ontkoppeling van het rooster van de eerste buis moet dienen; daar waar de regel-spanning voor de instelling van de regeneratie op terecht komt. Ik had nog een elco van 8uF 350V en die heb ik tijdelijk maar even gebruikt. Op die plek is de waarde niet kritisch. En dan zou de set zo ver moeten zijn dat hij getest kan worden. Voor het voeden van de Paraset is ongeveer 350V gelijkspanning nodig bij zo'n 50mA en 6,3V wisselspanning bij 1A. Op eBay zocht ik naar een transformator met secundair een 2x250V wikkeling. Die vond ik in de vorm van een voedingstransformator bedoeld voor een Marantz M7 buizen voorversterker: secundair 2x250V 80mA, 2x3,15V 3A en 1x 6,3V 1A. Uiteraard is 2x3,15V ook 6,3V dus feitelijk had ik twee 6,3V wikkelingen. Prima geschikt dus. De transformator had ik al liggen, maar bij bestudering van de aansluitingen bleken deze in het Chinees aangegeven te zijn, zie plaatje rechtsboven. Gelukkig kreeg ik via onze WhatsApp groep even een spoedcursus Chinese kleuren lezen en uiteindelijk had ik de juiste draden gevonden. Mans PA2HGJ heeft al een tijdje een 6X5 gelijkrichtbuis voor me liggen, maar door de Corona crisis is het nog niet ervan gekomen om die in ontvangst te nemen. Dus gebruikte ik in de tussentijd maar even twee




1N4007 dioden; deze mogen 1A voeren en kunnen 1000V weerstaan. Net als in de originele voeding zette ik eerst 470 Ohm in serie en dan de afvlakcondensator eroverheen. Ik had nog een antiek 2x25uF 400V exemplaar en die heb ik gebruikt als afvlakcondensator. Omdat ik nog geen hoogohmige koptelefoon heb (voor de Paraset heb je 2000 Ohm of meer nodig) gebruikte ik een historische Amroh luidspreker transformator met primair 7000 Ohm en secundair 3, 5 en 8 Ohm die nog ongebruikt op een plank stond. Kan ik toch mijn laagohmige koptelefoon gebruiken

En toen was het zover. De 6SK7 buizen in hun voetje gedrukt, voeding aangesloten, vingers in de oren en de stekker erin. Alles bleef heel, en na een paar seconden begon er ruis uit de koptelefoon te komen. Dat begint erop te lijken! Even de HP600 meetzender eraan gehangen en gecontroleerd waar de bandgrenzen lagen. Het ontvangstbereik bleek te liggen tussen 3300 en 7950kHz: dus de 80m, 60m en 40m band vallen ruimschoots binnen dat bereik. Het enige wat




tegenviel was de gevoeligheid: ik moest er 30uV instoppen om net boven de ruis een toontje waar te kunnen nemen. Nou had ik op aanraden van een andere Parasetbouwer, VE7SL, de condensator naar de antenneleiding verkleind van 100pF naar 10pF. Dit om dead spots en "tunable hum" in de afstemming te voorkomen. Daar had ik inderdaad geen last van. Maar nadat ik bij wijze van experiment de condensator weer op zijn oorspronkelijke waarde van 100pF had gebracht, was de gevoeligheid beter dan 1uV. Dat verschil is wel héél erg groot, dus neem ik eventuele "tunable hum" maar op de koop toe. Voorlopig vind ik het prima werken.

De uiterste waarden van het afstembereik zijn voor mij variabelen voor het berekenen van een bandspreiding voor de drie amateurbanden die de ontvanger bestrijkt. Je ziet het namelijk niet, maar de zend/ontvangstpijlknop heeft niet drie, maar zes standen. Helemaal rechts is transmit, de middenstand is de uit-stand en de eerste stand links van het midden is ontvangst. Maar je kunt nog 3 standen verder draaien voor bandspreiding op respectievelijk 80, 60 en 40m. De theorie daarvoor heb ik uitgewerkt, maar daarvoor moest ik eerst een aantal variabelen bepalen. Die waren de zelfinductie van de ontvangstspoel, de minimum en maximum capaciteit van de afstemcondensator en de bandgrenzen. Je zou zeggen dat de bandgrenzen volgen uit de zelfinductie en de minimum en maximum capaciteit, maar dat is niet zo. Over de kring staat een parasitaire capaciteit gevormd door de bedrading en de roostercapaciteit van de buis. Met al die gegevens moet ik de bandspreiding kunnen berekenen. Ik ga dat eerst uitwerken, en als de experimenten een beetje gelukt zijn, zal ik de uitwerking hier beschrijven. Tot nu toe werkt de ontvanger zoals verwacht. Nu eerst de zender nog een keer testen. Wordt vervolgd...